

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

THIS PAGE BLANK (USPTO)



**19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES
PATENTAMT**

Patentschrift
DE 196 39 580 C 2

Int. Cl.⁶:
H 04 M 1/58
H 04 M 1/60
H 04 M 9/08
H 04 B 3/20
H 04 L 25/03
H 04 L 27/01

21	Aktenzeichen:	196 39 580.1-31
22	Anmeldetag:	26. 9. 96
43	Offenlegungstag:	9. 4. 98
45	Veröffentlichungstag der Patenterteilung:	17. 9. 98

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

(73) Patentinhaber:
Deutsche Telekom AG, 53113 Bonn, DE

(74) Vertreter:
Gornott, D., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 64291 Darmstadt

(72) Erfinder:
Martin, Rainer, Dr., 52072 Aachen, DE; Gustafsson, Stefan, 52072 Aachen, DE

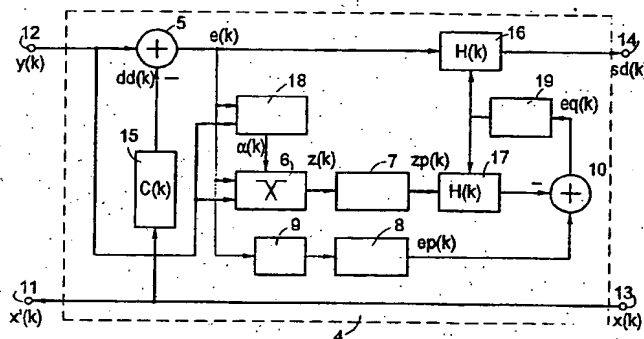
**56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:**

US 5 47 531
EP 04 52 734 A2
WO 91 20 149 A1

HÄNSLER, E.: The Hands Free Telephone Problem - An Annotated Bibliography. In: Signal Processing, Vol.27, pp 269-271;
VARY, P., MARTIN, R., ALTENHÖMER, J.: Kombinierte adaptive Filterung für die Kompensation akustischer Echos und die Störgeräuschunterdrückung. In: Kleinheubacher Berichte, Bd.38 pp.517-526, Deutsche Telekom AG;
MARTIN, R.: Freisprecheinrichtung mit mehrkanaliger Echokompensation und Störgeräuschreduktion, Verlag der Augustinus Buchhandlung, ABDN Bd.3, Aachen, Juni 1995;
HÄNSLER, E.: The Hands-Free Telephone Problem - An Annotated Bibliography Update. In: Annales des Télécommunication, Vol.49, No.7-8, pp 360-367.

54) Vorrichtung zur Reduktion akustischer Echos

(57) Vorrichtung zur Reduktion akustischer Echos mit einem Empfangspfad und einem Sendepfad, wobei im Sendepfad ein steuerbares Filter angeordnet ist, welchem ein Differenzsignal zuführbar ist, das von einem Ausgangssignal des Mikrofons (Mikrofonsignal) und einem Ausgangssignal eines Echokompensators (Kompensationssignal) gebildet ist, wobei der Echokompensator eingangsseitig mit dem Empfangspfad verbunden ist, an dessen Ausgang ein Lautsprecher anschließbar ist, und wobei ferner das Filter von einem durch Mischung des Mikrofonsignals und des Kompensationssignals erzeugtes Mischsignal steuerbar ist, dadurch gekennzeichnet, daß das Kompensationssignal ($dd(k)$) in das Mischsignal ($z(k)$) mit einem Faktor ($\alpha(k)$) eingeht, der unter Berücksichtigung der Leistungen des Mikrofonsignals ($y(k)$) oder des Differenzsignals ($e(k)$) und des Kompensationssignals ($dd(k)$) gebildet wird und größer als eins sein kann.



Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Reduktion akustischer Echos mit einem Echokompensator und einem Filter im Sendepfad nach der Gattung des Hauptanspruchs.

5 Zur Echoreduktion wird in Freisprecheinrichtungen derzeit eine sogenannte Pegelwaage, alleinig oder in Kombination mit einem Echokompensator, eingesetzt. Eine zusammenfassende Beschreibung dieser Verfahren findet sich z. B. in "E. Hänsler (1992), The Hands-Free Telephone Problem - An Annotated Bibliography, Signal Processing, Vol. 27, pp. 259-271" und in "E. Hänsler (1994), The Hands-Free Telephone Problem - An Annotated Bibliography Update, Annales des Telecommunication, Vol. 49, No. 7-8, pp. 360-367". Die Pegelwaage ist einfach zu realisieren, läßt aber das gleich-

10 zeitige Sprechen beider Gesprächspartner nur sehr eingeschränkt zu. Der Echokompensator ermöglicht auch das gleichzeitige Sprechen (und damit eine natürliche verbale Kommunikation), ist aber unter Umständen sehr aufwendig zu realisieren. Aus den in akustischen Umgebungen üblichen langen Echozeiten resultiert für den Kompensator eine große Filterordnung (unter Umständen mehrere 1000 Koeffizienten) und damit eine sehr große numerische Komplexität. Zudem verändert sich die akustische Umgebung der Freisprecheinrichtung und damit der Echopfad mit der Zeit. Adaptive Kompensatoren können diesen Veränderungen nicht immer mit der notwendigen Geschwindigkeit folgen, besonders dann, wenn akustische Umgebungsstörungen die Konvergenzgeschwindigkeit vermindern. Daraus resultiert für die bisher bekannten Echoreduktionsverfahren entweder eine eingeschränkte Möglichkeit des gleichzeitigen Sprechens (Pegelwaage) oder eine nicht immer ausreichende Echodämpfung und ein hoher Realisierungsaufwand (Echokompensator).

15 Die Echodämpfung kann verbessert werden, wenn wie aus "R. Martin, Freisprecheinrichtungen mit mehrkanaliger Echokompensation und Störgeräuschreduktion, Verlag der Augustinus Buchhandlung, ABDN Band 3, Aachen, Juni 1995" und "P. Vary, R. Martin, J. Altenhöner, Kombinierte adaptive Filterung für die Kompensation akustischer Echos und die Störgeräuschunterdrückung, Kleinheubacher Berichte, Band 38, pp. 517-526, Deutsche Telekom AG, 1995" bekannt, der Echokompensator statt mit einer Pegelwaage mit einem zusätzlichen adaptiven Filter im Sendepfad der Freisprecheinrichtung kombiniert wird.

20 Hierbei ist die Echodämpfung der gesamten Anordnung aber stark von der Echodämpfung des Kompensators abhängig, so daß je nach Echodämpfung des Kompensators nicht immer eine ausreichende Echodämpfung erzielt wird. Die Aufgabe der Erfindung ist es, eine Vorrichtung zur Reduktion akustischer Echos zu schaffen, die eine hohe Echodämpfung erzielt und dabei weitgehend das gleichzeitige Sprechen beider Teilnehmer ermöglicht.

25 Diese Aufgabe wird durch eine Vorrichtung mit den Merkmalen des Hauptanspruchs gelöst. Die erfindungsgemäße Vorrichtung ist z. B. für Freisprechtelefone oder für die Spracheingabe in einen automatischen Spracherkenner bei akustischen Umgebungsgläuschen geeignet. Da das im Sendezweig der erfindungsgemäßen Vorrichtung liegende Filter eine hohe Echodämpfung ermöglicht, kann der Echokompensator mit weniger Koeffizienten ausgestattet werden. Dadurch ist eine deutlich beschleunigte Konvergenz des Kompensators und der gesamten Anordnung und ein gegenüber dem Stand der Technik deutlich verringerter Aufwand zu verzeichnen. Aufgrund der erfindungsgemäßen neuen Steuervorrichtung für das Filter kann die Echodämpfung der Vorrichtung in weiten Grenzen von der Echodämpfung des Kompensators unabhängig eingestellt werden. Eventuell vorhandene Restechos werden von dem nahen Signal $s(k) + n(k)$ überdeckt.

30 Bei der erfindungsgemäßen Vorrichtung können die Mischung und/oder die Bildung des Faktors unmittelbar mit den genannten Signalen oder mit davon abgeleiteten Signalen und/oder Größen erfolgen, wie beispielsweise mit der jeweiligen Leistungsdichte. Eine erste Ausführungsform der erfindungsgemäßen Vorrichtung besteht darin, daß der Faktor aus dem Produkt aus dem Kehrwert des Einerkomplements der Echodämpfung des Echokompensators und einer bewerteten Summe aus der Echodämpfung und dem Verhältnis zwischen der dritten Potenz der Echodämpfung und einer geschätzten Leistungszahl gebildet wird, wobei die Leistungszahl etwa dem Verhältnis der Leistungen des Mikrofonsignals und dem um eins verminderten Kompensationssignal entspricht.

35 Dabei kann im einzelnen vorgesehen sein, daß die Echodämpfung aus dem Leistungsverhältnis zwischen den Sprachanteilen des Differenzsignals und des Mikrofonsignals abgeleitet wird, insbesondere daß die Echodämpfung und/oder die Leistungszahl tiefpaßgefiltert werden. Eine zweite Ausführungsform der erfindungsgemäßen Vorrichtung ermöglicht ebenfalls eine gute Echodämpfung bei geringerem Rechenaufwand und besteht darin, daß der Faktor aus dem Leistungsverhältnis zwischen dem Kompensationssignal und dem Differenzsignal gebildet wird.

40 Eine vorteilhafte Steuerung des Filters unter Verwendung des Mischsignals besteht gemäß einer Weiterbildung der Erfindung darin, daß das Mischsignal einem weiteren Filter zuführbar ist, das gleichartig zu dem Filter im Sendepfad ist, und daß beide Filter von der Differenz des Ausgangssignals des weiteren Filters und des Differenzsignals gesteuert werden. Dabei ist vorzugsweise vorgesehen, daß beide Filter digitale Filter mit einem Koeffizientensatz sind und daß die Differenz einem Koeffizientenrechner zuführbar ist, der den Koeffizientensatz der Filter unter Minimierung des kleinsten mittleren quadratischen Fehlers adaptiert.

45 Eine Berücksichtigung der Eigenschaften von Sprachsignalen kann dabei dadurch erfolgen, daß das Eingangssignal des weiteren Filters und das von dessen Ausgangssignal zu subtrahierende Differenzsignal preemphase-gefiltert sind. Für die Berechnung der Koeffizienten des Filters im einzelnen sind bei der erfindungsgemäßen Vorrichtung verschiedene Berechnungsverfahren anwendbar. Bei einer ersten diesbezüglichen Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, daß die Koeffizienten des Filters im Sinne des kleinsten mittleren quadratischen Fehlers berechnet werden. Es ist jedoch ebenfalls möglich, die Koeffizienten des Filters mittels Diskreter Fourier Transformation im Frequenzbereich zu berechnen.

50 Je nach Anwendungsfall im einzelnen kann bei der erfindungsgemäßen Vorrichtung auch vorgesehen sein, daß die Koeffizienten des Filters unter Verwendung von Korrelationsfunktionen bestimmt werden oder daß die Koeffizienten des Filters unter Verwendung psychoakustischer Verdeckungseffekte derart berechnet werden, daß die hinter dem Filter ver-

55 60 65

bleibenden Restechos weniger stark hörbar sind.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung anhand mehrerer Figuren dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Vorrichtung,

Fig. 2 eine bekannte Freisprecheinrichtung in schematischer Darstellung und

Fig. 3 eine etwas detailliertere Darstellung der Echoreduktionsvorrichtung bei der Freisprecheinrichtung nach Fig. 2.

Das Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 1 ist zwar als Blockschaltbild dargestellt. Dieses bedeutet jedoch nicht, daß die erfindungsgemäße Vorrichtung auf eine Realisierung mit Hilfe von einzelnen den Blöcken entsprechenden Schaltungen beschränkt ist. Die erfindungsgemäße Vorrichtung ist vielmehr in besonders vorteilhafter Weise mit Hilfe von hochintegrierten Schaltungen realisierbar. Dabei können digitale Signalprozessoren eingesetzt werden, welche bei geeigneter Programmierung die in den Blockschaltbildern dargestellten Verarbeitungsschritte durchführen.

Ein bekanntes Freisprechtelefon ist in Fig. 2 dargestellt. Das vom sogenannten "fernen Sprecher" über einen Eingang 13 empfangene abgetastete Signal $x(k)$ (k bezeichnet den zeitlichen Index der Abtastwerte) wird in die Echoreduktionsvorrichtung 4 eingespeist und als Lautsprechersignal $x'(k)$ zum Lautsprecher 1 geführt. Dort wird es über den Raum als Echosignal $d(k)$ in das Mikrofon 2 rückgekoppelt und zusammen mit dem Sprachsignal $s(k)$ des nahen Sprechers und dem Umgebungsgeräuschsignal $n(k)$ als Mikrofonsignal $y(k)$ der Echoreduktionsvorrichtung 4 zugeführt. Die Echoreduktionsvorrichtung erzeugt das Sendesignal $sd(k)$, das weitgehend vom Echo $d(k)$ befreit sein sollte. Das Sendesignal $sd(k)$ wird schließlich über einen Ausgang 14 zum "fernen Sprecher" gesendet.

Fig. 3 zeigt eine Echoreduktionsvorrichtung 4 nach diesem Prinzip im Detail. Die Echoreduktionsvorrichtung besteht aus einem Echokompensator $C(k)$ und einem zusätzlichen Echoreduktionsfilter – im folgenden Filter genannt. Vom Mikrofonsignal $y(k)$ wird das vom Kompensator geschätzte Echo $dd(k)$ mit Hilfe eines Addierglieds 5 subtrahiert, so daß das mit einem Restecho behaftete kompensierte Signal $e(k)$ entsteht. Dieses Signal wird dem Filter 16 zugeführt.

Die gute Echodämpfung der Vorrichtung wird erreicht, indem die Koeffizienten $H(k)$ des Filters so eingestellt werden, daß der mittlere quadratische Fehler $E\{(s(k) + n(k) - sd(k))^2\}$ minimiert wird. Der Frequenzgang eines solchen Filters kann als eine Funktion des Kreuzleistungsdichtespektrums $R_{we}(\Omega)$ des nahen Signals $w(k) = s(k) + n(k)$ und des kompensierten Signals $e(k)$ und des Autoleistungsdichtespektrums $R_{ee}(\Omega)$ des kompensierten Signals $e(k)$ ausgedrückt werden:

$$H_w(\Omega) = \frac{R_{we}(\Omega)}{R_{ee}(\Omega)} = \frac{R_{ww}(\Omega)}{R_{ww}(\Omega) + R_{(d-dd)}(d-dd)(\Omega)} \quad (1)$$

wobei $R_{ww}(\Omega)$ das Leistungsdichtespektrum des nahen Signals $w(k) = s(k) + n(k)$ und $R_{(d-dd)}(d-dd)(\Omega)$ das Leistungsdichtespektrum des im kompensierten Signal $e(k)$ verbliebenen Restechos $d(k) - dd(k)$ bezeichnet. Man erkennt, daß eine Zunahme des unerwünschten Restechos im kompensierten Signal $e(k)$ eine erhöhte Dämpfung des nachgeschalteten Filters bewirkt.

Ein ähnlicher Frequenzgang des Echoreduktionsfilters 16 kann mit Hilfe psychoakustischer Überlegungen motiviert werden. Hier entscheidet die Maskierungsschwelle des Gehörs, ob bei einer bestimmten Frequenz eine Dämpfung des Echos notwendig ist. Eine Dämpfung des Echos wird nur dann erfolgen, wenn eine geschätzte Maskierungsschwelle erkennen läßt, daß das Echo ohne weitere Dämpfung hörbar sein wird.

Fig. 1 zeigt ein Ausführungsbeispiel der Echoreduktionsvorrichtung mit einem Echokompensator 15 mit den Koeffizienten $C(k)$, einem Echoreduktionsfilter 16 mit den Koeffizienten $H(k)$, einer Steuervorrichtung 18 für einen Mischer 6, Preemphase-Filtern 7 und 8, einem Verzögerungsglied 9, einem Addierglied 10 und einem adaptiven Hintergrundfilter 17 mit den Koeffizienten $H(k)$. Die Aufgabe der Steuereinrichtung 18 und des Mixers 6 besteht darin, ein Mischsignal $z(k)$ so zu erzeugen, daß das nachgeschaltete Hintergrundfilter 17 das oben beschriebene optimale Filter nach Gleichung (1) approximiert. Die bei 19 berechneten Koeffizienten $H(k)$ werden dann in jedem Abtasttakt in das Hintergrundfilter 17 und das Filter 16 übernommen.

Das Signal $z(k)$ wird durch additive gewichtete Überlagerung der Signale $y(k)$ und $e(k)$ gewonnen:

$$z(k) = \alpha(k)y(k) + (1 - \alpha(k))e(k) \quad \alpha(k) \geq 0. \quad (2)$$

Der Gewichtungsfaktor $\alpha(k)$ wird im folgenden auch als Mischungsfaktor oder Faktor bezeichnet.

Das adaptive Filter 17 wird mit dem preemphase-gefilterten Eingangssignal $z_p(k)$ und dem preemphase-gefilterten Differenzsignal $ep(k)$ betrieben. Das Addierglied 10 bildet das für die Adaption erforderliche Signal $eq(k)$. Die Adaption des Hintergrundfilters 17 der Ordnung N_H erfolgt mit dem linearphasigen NLMS-Algorithmus, wobei das Verzögerungsglied 9 das Signal $e(k)$ um $N_H/2$ Abtastakte verzögert.

$$H(k+1) = H(k) + \frac{\mu eq(k) (Z_p(k) + Z_{Rp}(k))}{Z_p^T(k) Z_p(k)} \quad (3)$$

$Z_p(k)$ bezeichnet den Vektor der Abtastwerte des preemphase-gefilterten Signals $z_p(k)$ und $Z_{Rp}(k)$ den für die linearphasige Adaption erforderlichen zu $Z_p(k)$ symmetrischen Vektor:

$$Z_p(k) = (z_p(k), \dots, z_p(k - N/2 - 1), z_p(k - N/2), z_p(k - N/2 + 1), \dots, z_p(k - N))^T \quad (4)$$

$$Z_{Rp}(k) = (z_p(k - N), \dots, z_p(k - N/2 + 1), 0, z_p(k - N/2 - 1), \dots, z_p(k))^T \quad (5)$$

- 5 μ bezeichnet eine konstante Schrittweite (z. B. $\mu = 0,1$). Die Preemphase-Filter bewirken eine Anhebung der hohen Frequenzen und damit für Sprachsignale eine verbesserte Konvergenz des NLMS-Algorithmus. Der Mischungsfaktor $\alpha(k)$ wird nicht auf das Intervall $[0, 1]$ eingeschränkt, sondern kann auch Werte größer als eins annehmen. Das führt zu einem zusätzlichen variablen, im Prinzip beliebig großen Anteil des geschätzten Echsignals $dd(k)$ im Signal $z(k)$:

$$10 \quad z(k) = \alpha(k)y(k) + (1 - \alpha(k))e(k) \\ = e(k) + \alpha(k)dd(k), \alpha(k) \geq 0 \quad (6)$$

Damit kann der Echoanteil im Eingangssignal des Hintergrundfilters 17 und somit auch die Echodämpfung des Echoreduktionsfilters 16 im Prinzip beliebig und unabhängig von der Echodämpfung des Kompensators 15 erhöht werden.

- 15 Durch eine Approximation erster Ordnung kann die Echodämpfung δ des Echokompensators mit Hilfe eines skalaren Faktors beschrieben werden:

$$d(k) - dd(k) = \delta(k)d(k) \quad (7)$$

- 20 Eine Annäherung des Filters 16 an das gewünschte optimale den mittleren quadratischen Fehler minimierende Filter wird erreicht, wenn $\alpha(k)$ zu

$$\alpha(k) = \{1/(1 - \delta(k))\} \{a_1 \delta(k) + a_2 \delta^3(k) \bar{\gamma}(k)\} \quad (8)$$

- 25 gesetzt wird, wobei a_1 und a_2 typischerweise zu $a_1 = 0,618$ und $a_2 = 0,9472$ gewählt werden und $\bar{\gamma}(k)$ durch

$$\bar{\gamma}(k) \approx \sigma_y^2(k)/\sigma_{dd}^2(k) - 1, \quad (9)$$

- definiert ist, wobei $\sigma_y^2(k)$ die geschätzte Leistung des Signals $y(k)$ und $\sigma_{dd}^2(k)$ die geschätzte Leistung des Signals $dd(k)$ bezeichnen. Wesentlich für das Steuerverfahren nach Gleichung (8) ist nun eine Schätzung der Kompensatordämpfung $\sigma(k)$.

Ein Schätzwert für die Echodämpfung δ des Kompensators 15 kann durch Leistungsschätzungen der Signale $y(k)$, $e(k)$ und $dd(k)$ mit Hilfe rekursiver Systeme erster Ordnung gewonnen werden. Wegen der statistischen Unabhängigkeit der Signale $s(k)$, $n(k)$ und $d(k)$ berechnen sich die Leistungen der Signale $y(k)$ und $e(k)$, $\sigma_y^2(k)$ bzw. $\sigma_e^2(k)$ zu:

$$35 \quad \sigma_y^2(k) = \sigma_s^2(k) + \sigma_n^2(k) + \sigma_d^2(k) \\ \sigma_e^2(k) = \sigma_s^2(k) + \sigma_n^2(k) + \sigma_{(d-dd)}^2(k) \quad (10)$$

Mit der Annahme (7) erhält man:

$$40 \quad \sigma_d^2(k) = \sigma_{dd}^2(k)/(1 - \delta(k))^2 \\ \sigma_{(d-dd)}^2(k) = \delta(k)^2 \sigma_{dd}^2(k)/(1 - \delta(k))^2 \quad (11)$$

und durch die Kombination der obigen Gleichungen erhält man einen Ausdruck für $\delta(k)$

$$45 \quad \delta(k) = \frac{\sigma_y^2(k) - \sigma_e^2(k) - \sigma_{dd}^2(k)}{\sigma_y^2(k) - \sigma_e^2(k) + \sigma_{dd}^2(k)} \quad (12)$$

- 50 der im Prinzip für alle Betriebsfälle gilt. Es zeigt sich aber, daß die Schätzung von $\delta(k)$ durch Gleichung (12) z. B. für $x(k) \approx 0$, sehr empfindlich gegenüber Schätzfehlern ist. Dasselbe gilt für den Steuerungsalgorithmus für $\alpha(k)$ nach Gleichung (8). Deswegen wird während der alleinigen Aktivität des fernen Sprechers $\delta(k)$ durch einen vereinfachten, robusteren Ausdruck geschätzt:

$$55 \quad \delta(k) = [\sigma_{ee, speech}^2(k) / \sigma_{yy, speech}^2(k)]^{1/2} \quad (13)$$

- 60 Die Leistungen $\sigma_{ee, speech}^2(k)$ und $\sigma_{yy, speech}^2(k)$ sind die Leistungen der Sprachanteile in den Signalen $y(k)$ bzw. $e(k)$. Sie können durch das in "R. Martin, An Efficient Algorithm to Estimate the Instantaneous SNR of Speech Signals, Proc. EUROPEECH '93, pp. 1093-1096, Berlin, September 21-23, 1993" beschriebene Verfahren gewonnen werden.

Zur weiteren Stabilisierung der Schätzwerte können $\delta(k)$ und $\bar{\gamma}(k)$ rekursiv gemittelt und begrenzt werden. Die Mittelungen können z. B. entsprechend den Gleichungen

$$\begin{aligned}\bar{\delta}(k) &= \beta_{\delta} \bar{\delta}(k-1) + (1 - \beta_{\delta}) \delta(k) \quad 0 \leq \beta_{\delta} < 1 \\ \bar{\gamma}(k) &= \beta_{\gamma} \bar{\gamma}(k-1) + (1 - \beta_{\gamma}) \gamma(k), \quad 0 \leq \beta_{\gamma} < 1\end{aligned}\quad (14)$$

erfolgen, mit z. B. $\beta_{\delta} = 0,995$ und $\beta_{\gamma} = 0,97$. $\alpha(k)$ kann nun durch Gleichung (8) berechnet werden, in der $\delta(k)$ und $\gamma(k)$ mit $\bar{\delta}(k)$ bzw. $\bar{\gamma}(k)$ ersetzt werden. Nach der Berechnung von $\alpha(k)$ findet eine Begrenzung auf $[0, 1000]$ statt und danach eine rekursive Glättung:

$$\bar{\alpha}(k) = \beta_{\alpha} \bar{\alpha}(k-1) + (1 - \beta_{\alpha}) \alpha(k), \quad 0 \leq \beta_{\alpha} < 1. \quad (15)$$

$\bar{\alpha}(k)$ wird nun für die Mischung nach Gleichung (2) benutzt, wobei $\alpha(k)$ durch $\bar{\alpha}(k)$ ersetzt wird.

Um bei plötzlichem Einsetzen des fernen Sprechers einen schnellen Anstieg von $\bar{\alpha}(k)$ und damit eine starke Dämpfung zu gewährleisten, wird sofern $\alpha(k) > \bar{\alpha}(k-1)$, $\beta_{\alpha} = 0,95$ gewählt. Wenn $\alpha(k) \leq \bar{\alpha}(k-1)$ wird durch $\beta_{\alpha} = 0,9985$ wesentlich langsames Abklingen bevorzugt, damit $\bar{\alpha}(k)$ auch kurz nach dem Ende eines Anstiegs hoch verbleibt und durch die Dynamik des adaptiven Filters 16 zu einer verstärkten Dämpfung von Restechos, die nicht von dem Echokompensator erfaßt werden, führt. Schließlich wird $\bar{\alpha}(k)$ während des gleichzeitigen Sprechens beider Gesprächspartner auf $[0, 100]$ begrenzt, um eine gute Sprachqualität zu gewährleisten.

Im folgenden wird noch eine vereinfachte Variante beschrieben, die für die Steuerung, von $\alpha(k)$, ohne den Schätzwert für $\delta(k)$ auskommt. Dies wird erreicht, indem die Abhängigkeit von $\gamma(k)$ aus Gleichung (8) übernommen wird und $\alpha(k)$ als Kehrwert von $\bar{\gamma}(k)$ gewählt wird,

$$\alpha(k) = 1/\bar{\gamma}(k), \quad (16)$$

wobei hier $\bar{\gamma}(k)$ durch

$$\bar{\gamma}(k) \approx \sigma_e^2(k)/\sigma_{dd}^2(k) \quad (17)$$

approximiert wird. $\sigma_{dd}^2(k)$ und $\sigma_e^2(k)$ werden durch Leistungsschätzer erster Ordnung berechnet. Der Aufwand für diese Variante ist sehr gering. Zwei Leistungsschätzer benötigen in jedem Abtasttakt je eine Addition und zwei Multiplikationen, die oft in einem Befehl zusammengefaßt werden können. Die Berechnung von $\alpha(k)$ erfolgt durch nur eine Division.

Neben den genannten Varianten kann das Filter 16 im Sinne der Erfindung auch im Frequenzbereich unter Verwendung von (diskreten) Fourier-Spektren oder Leistungsdichtespektren oder mit Hilfe von Korrelationsfunktionen berechnet werden.

Patentsprüche

1. Vorrichtung zur Reduktion akustischer Echos mit einem Empfangspfad und einem Sendepfad, wobei im Sendepfad ein steuerbares Filter angeordnet ist, welchem ein Differenzsignal zuführbar ist, das von einem Ausgangssignal des Mikrofons (Mikrofonsignal) und einem Ausgangssignal eines Echokompensators (Kompensationssignal) gebildet ist, wobei der Echokompensator eingangsseitig mit dem Empfangspfad verbunden ist, an dessen Ausgang ein Lautsprecher anschließbar ist, und wobei ferner das Filter von einem durch Mischung des Mikrofonsignals und des Kompensationssignals erzeugtes Mischsignal steuerbar ist, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Kompensationssignal ($dd(k)$) in das Mischsignal ($z(k)$) mit einem Faktor ($\alpha(k)$) eingeht, der unter Berücksichtigung der Leistungen des Mikrofonsignals ($y(k)$) oder des Differenzsignals ($e(k)$) und des Kompensationssignals ($dd(k)$) gebildet wird und größer als eins sein kann.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Faktor ($\alpha(k)$) aus dem Produkt aus dem Kehrwert des Einerkomplements der Echodämpfung des Echokompensators und einer bewerteten Summe aus der Echodämpfung und dem Verhältnis zwischen der dritten Potenz der Echodämpfung und einer geschätzten Leistungszahl gebildet wird, wobei die Leistungszahl etwa dem Verhältnis der Leistungen des Mikrofonsignals ($y(k)$) und dem um eins verminderten Kompensationssignal ($dd(k)$) entspricht.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Echodämpfung aus dem Leistungsverhältnis zwischen den Sprachanteilen des Differenzsignals ($e(k)$) und des Mikrofonsignals ($y(k)$) abgeleitet wird.

4. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Echodämpfung und/oder die Leistungszahl tiefpaßgefiltert werden.

5. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Faktor ($\alpha(k)$) aus dem Leistungsverhältnis zwischen dem Kompensationssignal ($dd(k)$) und dem Differenzsignal ($e(k)$) gebildet wird.

6. Vorrichtung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Mischsignal ($z(k)$) einem weiteren Filter (17) zuführbar ist, das gleichartig zu dem Filter (16) im Sendepfad ist, und daß beide Filter (16, 17) von der Differenz ($eq(k)$) des Ausgangssignals des weiteren Filters (17) und des Differenzsignals gesteuert werden.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß beide Filter (16, 17) digitale Filter mit einem Koeffizientensatz ($H(k)$) sind und daß die Differenz ($eq(k)$) einem Koeffizientenrechner (19) zuführbar ist, der den Koeffizientensatz der Filter (16, 17) unter Minimierung des kleinsten mittleren quadratischen Fehlers adaptiert.

8. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 6 oder 7, dadurch gekennzeichnet, daß das Eingangssignal ($zp(k)$) des weiteren Filters (17) und das von dessen Ausgangssignal zu subtrahierende Differenzsignal ($ep(k)$) preemphasegefiltert sind.

9. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des Filters (16) im Sinne des kleinsten mittleren quadratischen Fehlers berechnet werden.
10. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des Filters mittels Diskreter Fourier Transformation im Frequenzbereich berechnet werden.
11. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des Filters unter Verwendung von Korrelationsfunktionen bestimmt werden.
12. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des Filters unter Verwendung psychoakustischer Verdeckungseffekte derart berechnet werden, daß die hinter dem Filter verbleibenden Restechos weniger stark hörbar sind.

Hierzu 1 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

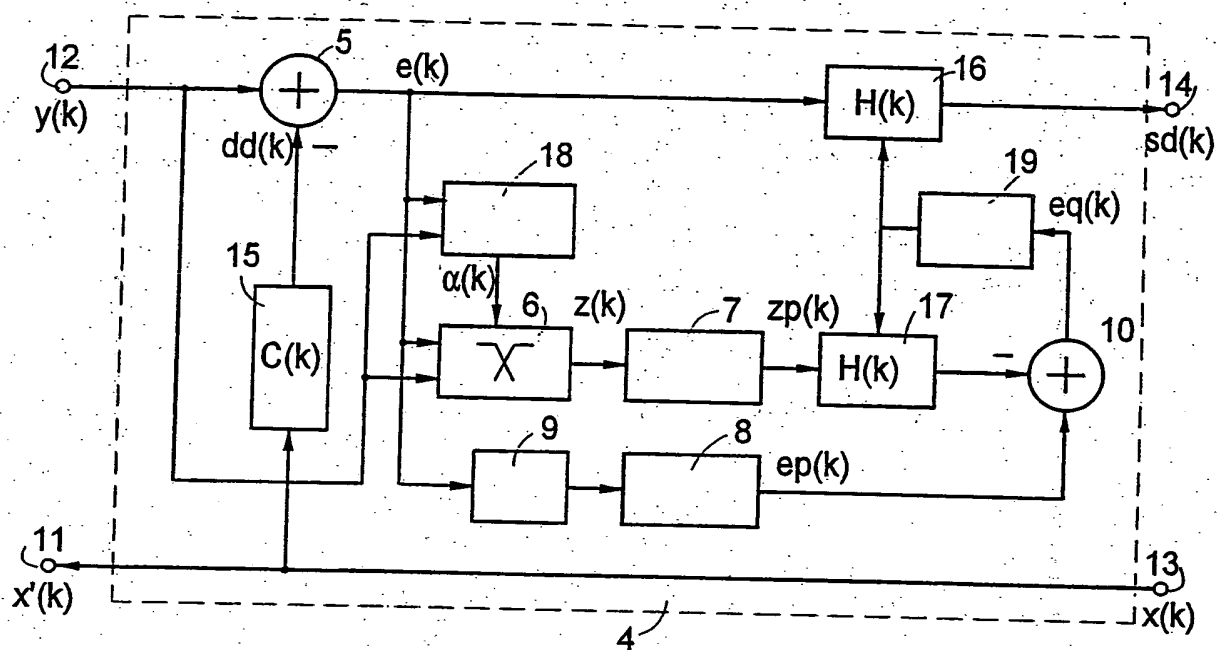
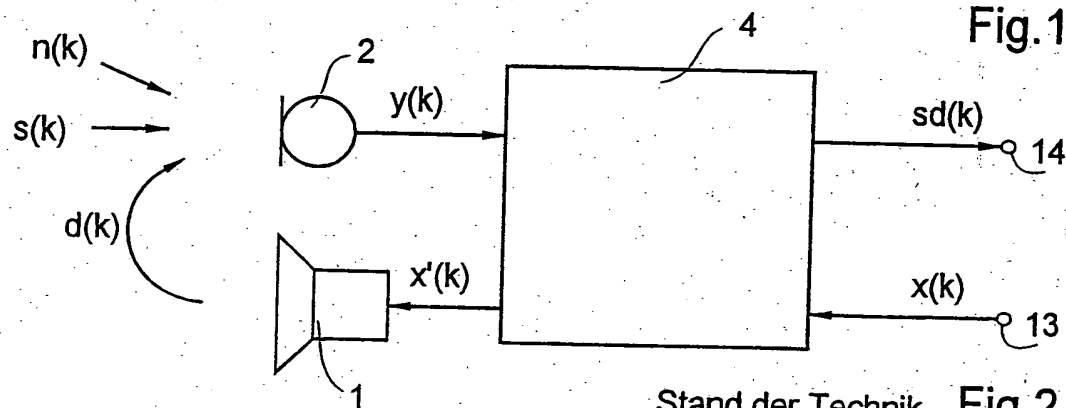


Fig. 1



Stand der Technik Fig. 2

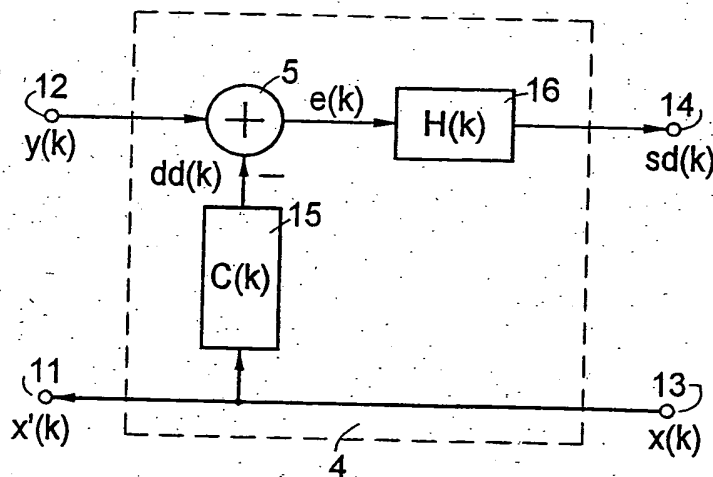


Fig. 3

POWERED BY Dialog

Acoustic echo reduction method for hands-free telephone set - forming factor for compensation signal with which signal goes into mixing signal used for controlling filter which is allocated to transmission path of acoustic echo

Patent Assignee: DEUT TELEKOM AG

Inventors: GUSTAFSSON S; MARTIN R

Patent Family

Patent Number	Kind	Date	Application Number	Kind	Date	Week	Type
DE 19639580	A1	19980409	DE 1039580	A	19960926	199820	B
DE 19639580	C2	19980917	DE 1039580	A	19960926	199841	

Priority Applications (Number Kind Date): DE 1039580 A (19960926)

Patent Details

Patent	Kind	Language	Page	Main IPC	Filing Notes
DE 19639580	A1		7	H04M-001/58	
DE 19639580	C2			H04M-001/58	

Abstract:

DE 19639580 A

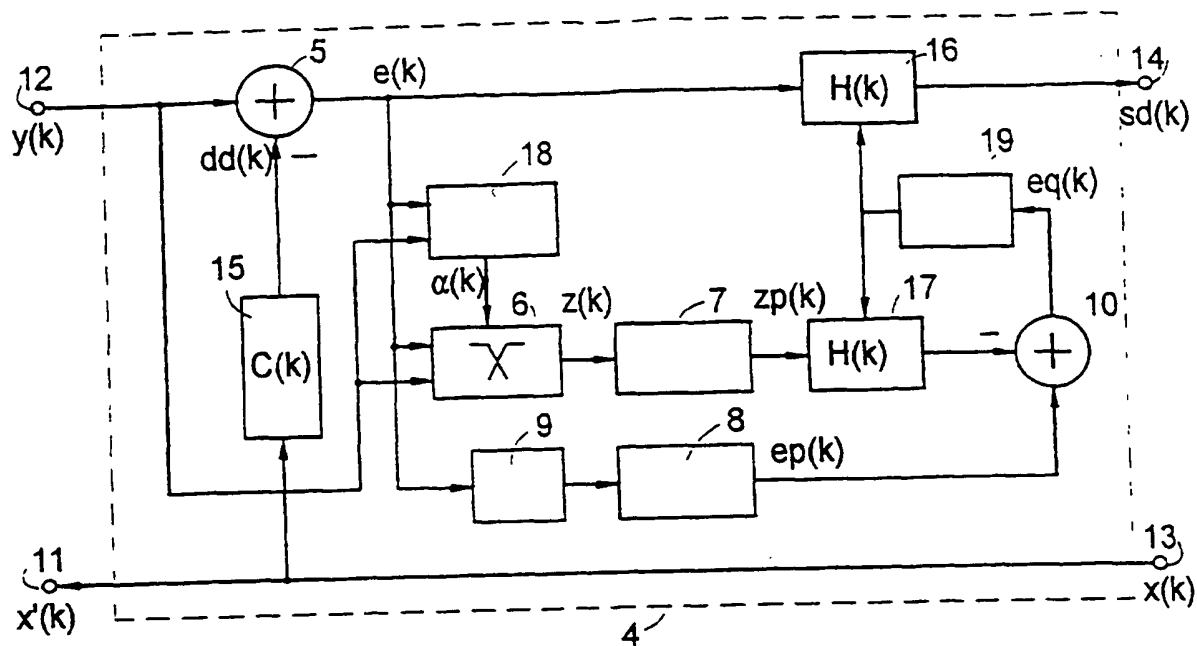
The method involves feeding a difference signal ($e(k)$) to a controllable filter allocated to the transmission path of an acoustic echo. The difference signal is formed from the output signal of a microphone ($y(k)$) and the output signal of an echo canceller. The echo canceller is coupled to a reception path of the acoustic echo. A loudspeaker is coupled to the output of the echo canceller. The filter is controllable using a mixing signal ($z(k)$) formed by mixing the microphone signal with the cancelling signal ($dd(k)$).

A factor ($\alpha(k)$) for the compensation signal is formed with which the compensation signal goes into the mixing signal. The factor is formed with respect to the microphone signal power or the difference signal and the compensation signal. The factor is greater than one.

ADVANTAGE - Provides high echo attenuation and allows users to talk simultaneously.

Dwg.1/3

THIS PAGE BLANK (USPTO)



Derwent World Patents Index
© 2004 Derwent Information Ltd. All rights reserved.
Dialog® File Number 351 Accession Number 11801091

THIS PAGE BLANK (USPTO)